

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-337047

(43)Date of publication of application : 18.12.1998

(51)Int.Cl.

H02M 7/5387

H02J 3/00

(21)Application number : 09-145023

(71)Applicant : FUJI ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 03.06.1997

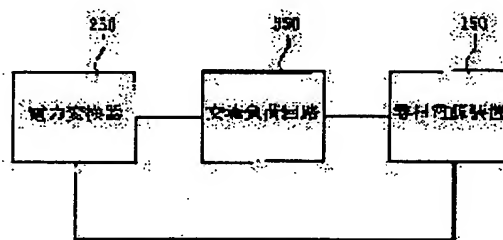
(72)Inventor : ITO JUNICHI
FUJITA KOETSU

(54) POLYPHASE OUTPUT POWER CONVERTING CIRCUIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a small and inexpensive polyphase output converting circuit in which the structure is simplified by decreasing the number of switching arms and eliminating the input side reactor.

SOLUTION: The polyphase output converting circuit comprises a power converter 250 performing power conversion through operation of a semiconductor switching element to produce an AC polyphase output, an AC load circuit 350 connected to the output side of the power converter 250, and a zero-phase power supply 150 connected with the AC load circuit 350. The power converter 250, the AC load circuit 350 and the zero-phase power supply 150 are connected in loop such that the voltage and the current of the zero-phase power supply 150 will be zero-phase components when viewed from the AC output side of the power converter 250 through the AC load circuit 350. Power is delivered between the power converter 250 and the AC load circuit 350 while zero-phase power is delivered between the power converter 250 and the zero-phase power supply 150 by time sharing.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

27.01.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-337047

(43) 公開日 平成10年(1998)12月18日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 2 M 7/5387

H 0 2 M 7/5387

Z

H 0 2 J 3/00

H 0 2 J 3/00

D

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平9-145023

(22) 出願日 平成9年(1997)6月3日

(71) 出願人 000005234

富士電機株式会社

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

(72) 発明者 伊東 淳一

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式会社内

(72) 発明者 藤田 光悦

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士電機株式会社内

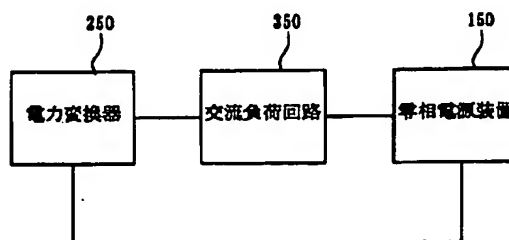
(74) 代理人 弁理士 森田 雄一

(54) 【発明の名称】 多相出力電力変換回路

(57) 【要約】

【課題】 電力変換器内のスイッチングアームの数を少なくすると共に、入力側リアクトルを省略可能とし、装置構成の簡略化、小型化、低価格化を可能にする。

【解決手段】 半導体スイッチング素子の動作により電力変換を行って多相交流を出力する電力変換器250と、この電力変換器250の出力側に接続された交流負荷回路350と、この交流負荷回路350に接続された零相電源装置150とを備える。零相電源装置150の電圧及び電流が電力変換器250の交流出力側から交流負荷回路350を介して見たときに零相分となるように電力変換器250、交流負荷回路350及び零相電源装置150をループ状に接続する。時間分割により、電力変換器250が、交流負荷回路350との間で電力を授受し、かつ、零相電源装置150との間で零相電力を授受する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 半導体スイッチング素子の動作により電力変換を行って多相交流を出力する電力変換器と、この電力変換器の出力側に接続された交流負荷回路と、この交流負荷回路に接続された零相電源装置とを備え、零相電源装置の電圧及び電流が電力変換器の交流出力側から交流負荷回路を介して見たときに零相分となるように電力変換器、交流負荷回路及び零相電源装置をループ状に接続し、

時間分割により、電力変換器が、交流負荷回路との間で電力を授受し、かつ、零相電源装置との間で零相電力を授受することを特徴とする多相出力電力変換回路。

【請求項2】 単相交流電圧を電力変換器内の電圧形インバータにより多相交流電圧に変換して多相交流電動機を駆動する多相出力電力変換回路において、単相交流電源の一端を電動機の星形結線された固定子巻線の中性点に接続すると共に、単相交流電源の他端をインバータの直流側に2個直列に接続された半導体スイッチング素子からなるコンバータの midpoint に接続して、単相交流電源の電圧及び電流がインバータの交流出力側から電動機を介して見たときに零相分となるように構成し、時間分割により、インバータが、電動機との間で電力を授受し、かつ、インバータ及びコンバータが、インバータによる零電圧ベクトルの出力時に単相交流電源との間で零相電力を授受することを特徴とする多相出力電力変換回路。

【請求項3】 単相交流電圧を電力変換器内の電圧形インバータにより多相交流電圧に変換して多相交流電動機を駆動する多相出力電力変換回路において、単相交流電源の一端を電動機の星形結線された固定子巻線の中性点に接続すると共に、単相交流電源の他端をインバータの直流側に2個直列に接続されたダイオードからなるコンバータの midpoint に接続して、単相交流電源の電圧及び電流がインバータの交流出力側から電動機を介して見たときに零相分となるように構成し、時間分割により、インバータが、電動機との間で電力を授受し、かつ、インバータ及びコンバータが、インバータによる零電圧ベクトルの出力時に単相交流電源との間で零相電力を授受することを特徴とする多相出力電力変換回路。

【請求項4】 単相交流電圧を電力変換器内の電圧形インバータにより多相交流電圧に変換して多相交流電動機を駆動する多相出力電力変換回路において、単相交流電源の一端を電動機の星形結線された固定子巻線の中性点に接続すると共に、単相交流電源の他端をインバータの直流側に2個直列に接続されたコンデンサからなるコンバータの midpoint に接続して、単相交流電源の電圧及び電流がインバータの交流出力側から電動機を介して見たときに零相分となるように構成し、時間分割により、インバータが、電動機との間で電力を授受し、かつ、インバータ及びコンバータが、インバー

タによる零電圧ベクトルの出力時に単相交流電源との間で零相電力を授受することを特徴とする多相出力電力変換回路。

【請求項5】 直流電圧を電力変換器内の電圧形インバータにより多相交流電圧に変換して多相交流電動機を駆動する多相出力電力変換回路において、直流電源の一端を電動機の星形結線された固定子巻線の中性点に接続すると共に、直流電源の他端をインバータの直流側に並列接続された平滑コンデンサとインバータとの接続点の一方に接続して、直流電源の電圧及び電流がインバータの交流出力側から電動機を介して見たときに零相分となるように構成し、時間分割により、インバータが、電動機との間で電力を授受し、かつ、インバータによる零電圧ベクトルの出力時に直流電源との間で零相電力を授受することを特徴とする多相出力電力変換回路。

【請求項6】 交流電源を整流して得た直流電圧を電力変換器内の電圧形インバータにより多相交流電圧に変換して多相交流電動機を駆動する多相出力電力変換回路において、交流電源に接続された整流回路の一端を電動機の星形結線された固定子巻線の中性点に接続すると共に、整流回路の他端をインバータの直流側に並列接続された平滑コンデンサとインバータとの接続点の一方に接続して、交流電源の電圧及び電流がインバータの交流出力側から電動機を介して見たときに零相分となるように構成し、時間分割により、インバータが、電動機との間で電力を授受し、かつ、インバータによる零電圧ベクトルの出力時に交流電源との間で零相電力を授受することを特徴とする多相出力電力変換回路。

【請求項7】 請求項2, 3, 4, 5または6記載の多相出力電力変換回路において、電動機の中性点と電源との間にリアクトルを挿入し、このリアクトルの鉄芯として電動機の固定子鉄芯を用いることを特徴とする多相出力電力変換回路。

【請求項8】 請求項2, 3, 4, 5または6記載の多相出力電力変換回路において、インバータの多相出力側には電動機に代えて中性点を持たない交流負荷を接続し、かつ、前記多相出力側に星形結線されたリアクトルの中性点を電源または整流回路の一端に接続したことを特徴とする多相出力電力変換回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、単相-多相電力変換回路や直流-多相電力変換回路等の多相出力電力変換回路に関する。詳しくは、コンバータ、インバータ等を有する電力変換器と、交流電動機等の交流負荷回路と、単相交流電源や直流電源またはエネルギーを蓄積可能な受動素子等の零相電源装置とがループ状に接続され、前

記電力変換器の交流出力側から見たときに零相電源装置の出力電圧及び電流が零相分となるように構成され、時間分割により、電力変換器が、交流負荷回路との間の交流電力の授受と、零相電源装置との間の零相電力の授受とを行うようにした多相出力電力変換回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術及び発明が解決しようとする課題】図19は従来の単相-多相電力変換回路を概念的に示したものであり、100は単相交流電源、200はコンバータ及びインバータからなる単相-多相電力変換器、300は交流負荷回路としての誘導電動機である。この従来技術では、単相交流電源100との間の電力の授受を電力変換器200内のコンバータが行い、コンバータは交流電源100の線間電圧と線間を流れる電流によって電力を制御している。更に、誘導電動機300は電力変換器200内の交流出力電力変換器であるインバータに接続されており、インバータの線間電圧と線間を流れる電流によって電力を制御している。なお、電力変換器200内のコンバータ-インバータ間の直流中間回路には、大容量のエネルギー蓄積要素（平滑コンデンサや直流リアクトル）を接続することにより、コンバータ側及びインバータ側をそれぞれ独立して制御できるように構成されている。

【0003】上記電力変換器200において、電源電流波形を制御するためにはコンバータ内に半導体スイッチング素子を備えることが必要である。また、単相交流電源100及びコンバータに代えて直流電源を用いる場合、電源電圧とインバータの直流電圧とが一致しない場合には電源電圧を昇圧または降圧する必要がある、その場合にも半導体スイッチング素子が必要になる。更に、上記いずれの場合にも、電力変換器200の入力側にスイッチングによる電流リップル吸収用のリアクトルが必要になるため、これが装置の小型化や低コスト化の妨げとなっている。

【0004】次に、図20は、図19の従来技術の具体例を示す回路図である。図20において、101は単相交流電源、102はリアクトル、201は入力電流を高力率の正弦波にするための正弦波コンバータ、202は直流中間回路の平滑コンデンサ、203は誘導電動機301を可変速駆動するための三相電圧形インバータである。なお、図20では誘導電動機301を等価回路にて示してある。ここで、コンバータ201では、交流電源電圧をリアクトル102を通し半導体スイッチによって短絡することにより、入力電流の波形を形成する。この結果、交流電力を直流電力に変換すると共に入力電流波形を正弦波状に制御している。

【0005】一方、インバータ203は、IGBT等の自己消弧形半導体スイッチング素子と逆並列ダイオードとからなる3組の上下アームを有する三相電圧形PWM

インバータ等から構成されている。三相電圧形PWMインバータの動作は公知であるため説明を省略するが、6個のアームの導通状態を制御することにより三相の各線間電圧を制御するための6通りのスイッチングパターンと、上アームまたは下アームをすべて導通させて三相の各線間電圧がすべて零になるいわゆる零電圧ベクトルと呼ばれる2通りのスイッチングパターンとを選択できるようになっている。図19でも説明したごとく、平滑コンデンサ202の容量を十分に大きくとることにより、コンバータ201及びインバータ203のスイッチングをそれぞれ独立して自由に行うことが可能である。

【0006】図20の構成では、コンバータ201とインバータ203とからなる単相-三相電力変換器が自己消弧形半導体スイッチング素子を10個備えており、これらの駆動回路や駆動電源、制御回路等を含めると回路構成が複雑かつ高価なものとなる。また、コンバータ201の入力側のリアクトル102も小型化の妨げとなっている。

【0007】次いで、図21は、直流-多相電力変換回路の従来技術を示している。図において、103は直流電源、204はインバータ203に印加する電圧を制御するための一つの上下アームからなるコンバータ（2象限チョッパ）である。この従来技術では、直流電源電圧をリアクトル102を通し半導体スイッチによって短絡することにより、リアクトル102にエネルギーを蓄え、半導体スイッチをオフすることによりリアクトル102のエネルギーを直流電源103から供給されるエネルギーと共に平滑コンデンサ202に供給している。この結果、平滑コンデンサ202の電圧は電源電圧よりも高い直流電圧となる。この従来技術でも、平滑コンデンサ202の容量を十分に大きくすることで、コンバータ204及びインバータ203のスイッチングをそれぞれ独立して自由に行うことができる。

【0008】図22は、更に別の従来技術としての単相-多相電力変換回路である。図において、104はダイオードブリッジからなる単相全波整流回路、205は上アームがダイオードのみからなるコンバータである。この従来技術において、交流電源電圧は全波整流回路104によって全波整流され、その直流電圧をリアクトル102を通し半導体スイッチによって短絡することにより、入力電流の波形を形成する。この結果、交流から直流を得ると共に入力電流波形を正弦波状に制御することができる。

【0009】図21の直流-多相電力変換回路、図22の単相-多相電力変換回路のいずれの例でも、自己消弧形半導体スイッチング素子が多数必要であると共に、コンバータ204、205の入力側にリアクトル102が必要であるため、前記同様に回路構成の複雑化、高価格化、大型化等が問題となっている。

【0010】そこで、本発明は、単相-多相電力変換器

や直流一多相変換器内の半導体スイッチング素子を少なくし、また、入力側のリアクトルを除去することで回路構成の簡略化、装置の小型化、低コスト化を可能にした多相出力電力変換回路を提供しようとするものである。

【0011】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため、請求項1記載の発明は、半導体スイッチング素子の動作により電力変換を行って多相交流を出力する電力変換器と、この電力変換器の出力側に接続された交流負荷回路と、この交流負荷回路に接続された零相電源装置とを備え、零相電源装置の出力電圧及び電流が電力変換器の交流出力側から交流負荷回路を介して見たときに零相分となるように電力変換器、交流負荷回路及び零相電源装置をループ状に接続し、時間分割により、電力変換器が、交流負荷回路との間で電力を授受し、かつ、零相電源装置との間で零相電力を授受するものである。

【0012】ここで、図1は請求項1に記載した発明の概念図である。図において、150は単相交流電源、直流電源、またはインダクタンス、キャパシタンスのように負荷に供給する電気エネルギーを蓄積可能な受動素子からなる零相電源装置、250はコンバータやチョッパ、インバータ等からなる単相一多相電力変換器や直流一多相電力変換器のように、半導体スイッチング素子の動作によって電力変換を行い、多相交流電力を出力する電力変換器、350は電力変換器250との間で交流電力を授受する交流電動機、トランス、またはインダクタンスを介した交流電源等の交流負荷回路である。なお、電力変換器250、交流負荷回路350及び零相電源装置150は、零相電源装置150の電圧及び電流が、電力変換器250の交流出力側から交流負荷回路350を介して見たときに零相分となるようにループ状に接続されている。この意味で、電源装置を零相電源装置150と呼ぶことにする。

【0013】上記構成において、電力変換器250と交流負荷回路350との間の交流電力の授受は、電力変換器250内のインバータの線間電圧及び線間を流れる電流による電力の制御によって従来と同様に行われる。一方、電力変換器250と電源装置150の間では、電力変換器250が、例えばインバータの零電圧ベクトルを用いて零相電源装置150の零相電圧、零相電流を制御することにより行う。すなわち、電力変換器250は、交流負荷回路350との間の電力の授受、零相電源装置150との間の零相電力の授受を時間分割で行い、零相電源装置150との間で零相電力を授受している時には、電力変換器250内のインバータが、零相電源装置150との間の電力変換動作を行うコンバータの作用の一部または全部を実行する。その結果、電力変換器250内の半導体スイッチング素子やダイオードからなるアーム数を減少させることができる。また、電力変換器250において必要とされる入力側のリアクトルとし

て、例えば交流電動機の漏れリアクタンスのように交流負荷回路350が有するリアクトルを用いることができる。このため、専用の入力リアクトルを省略可能として装置の小型化に寄与することができる。

【0014】以下の各発明は、上記請求項1に記載した発明を更に具体化して、単相一多相電力変換回路や直流一多相電力変換回路に適用したものである。まず、請求項2記載の発明は単相一多相電力変換回路に関し、単相交流電圧を電力変換器内の電圧形インバータにより多相交流電圧に変換して多相交流電動機を駆動する多相出力電力変換回路を前提としている。そして、請求項2記載の発明の特徴は、上記多相出力電力変換回路において、単相交流電源の一端を電動機の星形結線された固定子巻線の中性点に接続すると共に、単相交流電源の他端をインバータの直流側に2個直列に接続された半導体スイッチング素子からなるコンバータの midpoint に接続して、単相交流電源の電圧及び電流がインバータの交流出力側から電動機を介して見たときに零相分となるように構成し、時間分割により、インバータが、電動機との間で電力を授受し、かつ、インバータ及びコンバータが、インバータによる零電圧ベクトルの出力時に単相交流電源との間で零相電力を授受するものである。

【0015】請求項3記載の発明は、請求項2記載の発明における前記コンバータを、2個のダイオードの直列回路により構成したものである。また、請求項4記載の発明は、請求項2記載の発明における前記コンバータを、2個のコンデンサの直列回路により構成したものである。

【0016】更に、請求項5記載の発明は直流一多相電力変換回路に関し、直流電圧を電力変換器内の電圧形インバータにより多相交流電圧に変換して多相交流電動機を駆動する多相出力電力変換回路を前提としている。その特徴は、上記多相出力電力変換回路において、直流電源の一端を電動機の星形結線された固定子巻線の中性点に接続すると共に、直流電源の他端をインバータの直流側に並列接続された平滑コンデンサとインバータとの接続点の一方に接続して、直流電源の電圧及び電流がインバータの交流出力側から電動機を介して見たときに零相分となるように構成し、時間分割により、インバータが、電動機との間で電力を授受し、かつ、インバータによる零電圧ベクトルの出力時に直流電源との間で零相電力を授受するものである。

【0017】また、請求項6記載の発明は、請求項5記載の発明における直流電源に代えて、単相または多相交流電源と整流回路との組み合わせを用いたものである。

【0018】なお、請求項2～6に記載した何れかの発明において、請求項7に記載するように、電動機の中性点と電源との間にリアクトルを挿入し、このリアクトルの鉄芯として電動機の固定子鉄芯を用いても良い。更に、請求項2～6に記載した何れかの発明において、請

求項8に記載するように、インバータの多相出力側には電動機に代えて中性点を持たない交流負荷を接続し、かつ、前記多相出力側に星形結線されたリアクトルの中性点を電源または整流回路の一端に接続しても良い。

【0019】

【発明の実施の形態】以下、図に沿って本発明の実施形態を説明する。まず、図2は請求項2に記載した発明の実施形態を示す回路図である。図において、前記同様に202は平滑コンデンサ、203はIGBT等の自己消弧形半導体スイッチング素子 $Tr1 \sim Tr6$ と各スイッチング素子に逆並列されたダイオードとからなる三相電圧形インバータ、204は自己消弧形半導体スイッチング素子 $Tr7, Tr8$ と各スイッチング素子に逆並列されたダイオードとからなる上下1アームのコンバータ、301は固定子巻線が星形接続された三相誘導電動機、101は誘導電動機301の中性点に一端が接続され、他端がコンバータ204のスイッチング素子 $Tr7, Tr8$ の midpoint (仮想中性点) に接続された単相交流電源である。

【0020】本実施形態は、三相電圧形インバータ203の零電圧ベクトルに着目したものである。すなわち、三相電圧形インバータ203において零電圧ベクトルを出力するには上アームをすべて導通させる場合と下アームをすべて導通させる場合との2通りのスイッチングパターンがあり、本実施形態ではこの自由度を利用する。インバータ203から出力される零相電圧は線間電圧には現れないので、電動機駆動には影響しない。従って、正相分の等価回路は図3のようになり、電動機301の駆動に関しては従来と同じインバータとして動作し、インバータ203の線間電圧及び線間を流れる電流による電力の制御によって電動機301との間で交流電力を授受する。

【0021】一方、零相分について考えると図4のようになり、図3におけるインバータ203の3アームはあたかも零電圧ベクトルの比でスイッチング動作する1つのアーム203' とみなすことができる。つまり、図20に示した従来のコンバータ201の1アームを図2のインバータ203により零相電圧を制御することで代用可能である。また、電動機301は漏れインダクタンスの値を持つリアクトル302と考えることができる。そして、図4に示す如くコンバータとしてのアーム204を別途付加することにより、これらのアーム203', 204によって図20のコンバータ201と等価な回路構成が実現され、同様な電力変換動作をすることが分かる。すなわち、図4のアーム203', 204からなるコンバータがリアクトル302を介して単相交流電源101との間で零相電力を授受する。従って、図2に示した回路により実質的に図20と同様な単相-多相電力変換回路を実現することができるので、半導体スイッチング素子、ダイオード等の数の減少やコンバータの入力側

リアクトルの省略によって回路構成の簡略化、小型化、低コスト化が可能になる。なお、交流負荷としての電動機は、三相誘導電動機以外の多相交流電動機であっても良い。

【0022】図2におけるインバータ203及びコンバータ204はいずれもPWM制御されるが、そのPWMパルスは例えば図5に示す制御回路によって作成される。すなわち図5において、直流電圧指令 V_{dc}^* と直流電圧検出値 V_{dc} との偏差を電圧制御器404に入力し、その出力に電源電圧と同相で大きさが1の正弦波 $\sin \omega_{st}$ を乗じて零相(入力)電流指令 i_0^* を得る。また、掛算器405によって $1/3$ を乗じた零相電流指令 i_0^* を、電動機301を駆動するための電流指令 i_a^*, i_b^*, i_c^* に加算し、各相電流指令 i_u^*, i_v^*, i_w^* を作成する。これらと実際の各相電流検出値 i_u, i_v, i_w との偏差を求め、電流制御器401~403に入力してその出力をコンパレータ406~408により三角波と比較し、各相電流を指令 i_u^*, i_v^*, i_w^* に追従させるようなインバータ203のスイッチング素子 $Tr1 \sim Tr6$ に対するPWMパターンを得る。

【0023】このとき、コンバータ204については、インバータ203に対する各相の電圧指令(電流制御器401~403の出力)の和から零相電圧を求め、これをコンパレータ409により三角波と比較してスイッチング素子 $Tr7, Tr8$ に対するPWMパターンを求める。すなわち、この実施形態では、インバータ203及びコンバータ204をPWMパルスにより時間分割で制御することにより、図3の三相電圧形インバータと図4のフルブリッジ形単相コンバータとを重ね合わせた動作を行わせるもので、前者は正相電流による線間電圧、線間を流れる電流の制御、後者は零相電流による単相交流電源101の入力電流の制御となる。

【0024】図6は制御回路の他の例を示すものである。図5の例では電動機301の電流指令 i_a^*, i_b^*, i_c^* からPWMパルスを求めたが、図6のように電動機301に印加する電圧指令 v_a^*, v_b^*, v_c^* からPWMパルスを求めることも可能である。この場合、零相電流指令 i_0^* と各相電流から求めた零相電流 i_0 との偏差を電流制御器410に入力して零相電圧指令 v_0^* を求め、これを電圧指令 v_a^*, v_b^*, v_c^* に加算した結果をコンパレータ406~408により三角波と比較して、インバータ203のスイッチング素子 $Tr1 \sim Tr6$ に対するPWMパターンを得る。また、コンバータ204については、零相電圧指令 v_0^* をコンパレータ409により三角波と比較してスイッチング素子 $Tr7, Tr8$ に対するPWMパターンを求める。

【0025】次に、図7は請求項3に記載した発明の実施形態を示す回路図である。この実施形態では、コンバータ205が2個のダイオードD1, D2の直列回路により構成され、その中点が単相交流電源101の一端に

接続されている。他の構成については図2と同様である。この実施形態によれば、コンバータ205の構成を図2よりも簡略化することができる反面、電動機301から単相交流電源101への電力の回生は不可能となる。本実施形態の動作も図2の実施形態とほぼ同様であり、図3の三相電圧形インバータと、その1アーム分及び図7のコンバータ205からなる混合ブリッジ形単相コンバータとを重ね合わせた動作を行い、前者は正相電流による線間電圧、線間を流れる電流の制御、後者は零相電流による単相交流電源101の入力電流の制御となる。

【0026】図8は、請求項4に記載した発明の実施形態を示す回路図である。この実施形態では、コンバータ206が受動素子としての2個のコンデンサC1、C2の直列回路により構成され、その中点が単相交流電源101の一端に接続されている。この実施形態によれば、コンバータ206の構成が図7よりも更に簡略化される。また、電動機301から単相交流電源101への電力の回生も可能になるが、最大出力電圧は平滑コンデンサ202の直流電圧の1/2と交流電源電圧の最大値との差になる。本実施形態の動作は、図3の三相電圧形インバータと、その1アーム分によるハーフブリッジ形単相コンバータとを重ね合わせたものとなる。

【0027】ここで、図示しないが、図2、図7、図8の各実施形態において、請求項7に記載するように、電動機301の中性点と単相交流電源101との間にリアクトルを接続し、その鉄芯として電動機301の固定子鉄芯を用いることもできる。

【0028】図9は、請求項8に記載した発明の実施形態を示す回路図である。この実施形態は、図2の実施形態を基本として、電動機301の中性点の代わりに、三相電圧形インバータ203の各相出力端子に星形結線されたリアクトル304を接続し、その中性点を単相交流電源101の一端に接続したものである。この実施形態によれば、中性点を持たない交流負荷303にも適用することができ、交流負荷303に零相電流を流すことなく図2の実施形態と同様にインバータの構成の一部をコンバータに共用できる効果が得られる。なお、全体的な動作やインバータ203、コンバータ204の制御方法は図2の実施形態と同様である。この実施形態は、図7、図8の各実施形態において電動機301を除去した構成にも適用可能である。

【0029】次に、図10は請求項5に記載した発明の実施形態を示している。なお、以下において、これまでの各実施形態の構成要素と同一のものには同一符号を付してある。図10において、誘導電動機301の中性点は直流電源103の正極に接続され、その負極は三相電圧形インバータ203の下アームと平滑コンデンサ202との接続点に接続されている。この接続構成により、直流電源電圧はインバータ203の交流出力端子から見

ると零相電圧となる。

【0030】この実施形態の正相分等価回路は先に説明した図3と同一であり、電動機駆動に関しては従来と同じ三相電圧形インバータとして動作する。また、零相分等価回路は図11のようになる。すなわち、三相電圧形インバータ203の3アームはあたかも零電圧ベクトルの比でスイッチング動作する1つのアーム203'とみなされ、図21に示したコンバータ(2象限チョッパ)204として作用するので、図10のインバータ203により零相電圧を制御することでコンバータ204を代用することができる。更に、電動機301は漏れインダクタンスの値を持つリアクトル302と考えることができる。よって、図10の回路は、図11の回路の動作によって直流電源103とコンデンサ202との間で零相電力を授受することになる。つまり、図10に示す回路により図21と同様な直流-多相電力変換回路を実現可能であり、半導体スイッチング素子及びダイオードの数の減少、2象限チョッパの入力側リアクトルの省略によって回路構成の簡略化、小型化、低コスト化を達成することができる。この実施形態でも、交流負荷としての電動機は三相誘導電動機以外の多相交流電動機であっても良い。

【0031】図12は、図10の実施形態のインバータ203に対するPWMパルスを得るための制御回路図である。図12において、直流電圧指令 V_{dc}^* と直流電圧検出値 V_{dc} との偏差を電圧制御器404に入力し、その出力から零相(入力)電流指令 i_0^* を得る。他の構成は、図5におけるコンバータ204に対するPWMパルスを得るための部分を除いて図5と同様であり、最終的にインバータ203のスイッチング素子 $Tr1 \sim Tr6$ に対するPWMパルスが出力される。この制御回路により、図10の実施形態では図3の三相電圧形インバータと図11の2象限チョッパとを重ね合わせた動作を行い、前者は正相電流による線間電圧、線間を流れる電流の制御、後者は零相電流による直流電圧の制御となる。図13は制御回路の他の例であり、図6と同様に電動機301に印加する電圧指令 v_a^*, v_b^*, v_c^* からPWMパルスを求めるものである。

【0032】次いで、図14は請求項5に記載した発明の他の実施形態を示している。この実施形態は、電動機301の中性点を直流電源103の負極に接続し、その正極を三相電圧形インバータ203の上アームと平滑コンデンサ202との接続点に接続したものである。この実施形態の動作も図10と同様であり、三相電圧形インバータと2象限チョッパとを重ね合わせた動作になる。

【0033】図15は、請求項6に記載した発明の実施形態を示している。この実施形態は、図10の実施形態における直流電源103に代えて、単相交流電源101とダイオードブリッジによる単相全波整流回路105との組み合わせを用いたものである。この電源構成は、図

14の実施形態にも適用することができる。図15の実施形態に対する制御回路は図16のようになる。すなわち、入力電流を正弦波状にするために、電圧制御器404の出力に電源電圧と同相で大きさが1の正弦波 $\sin \omega_{st}$ の絶対値 $|\sin \omega_{st}|$ を乗じて零相（入力）電流指令 i_0^* を得る。その他は図12と同一である。この結果、入力電流を正弦波に保ちつつ直流電圧を所定の値に制御することが可能になる。図15の実施形態は、三相電圧形インバータと単相一石正弦波コンバータとを重ね合わせた動作となる。

【0034】図17は、請求項6に記載した発明の他の実施形態を示している。この実施形態は、図10の実施形態における直流電源103に代えて、三相交流電源107とダイオードブリッジによる三相全波整流回路106との組み合わせを用いたものである。この電源構成も、図14の実施形態に適用可能である。この場合、入力電流を高力率とするために前述の図13のような制御回路を用いる。すなわち、零相電流 i_0 をある一定値に制御することによって、三相交流電源107の電流波形は電気角で 120° 導通の方形波となる。従って、単相交流電源の場合に比べて力率が改善され、また、入力電流の最大値も小さくなる等の利点がある。

【0035】なお、図示しないが、図10、図14、図15、図17の各実施形態において、請求項7に記載するように、電動機301の中性点と直流電源（交流電源と整流回路との組み合わせを含む）との間にリアクトルを接続し、その鉄芯に電動機の固定子鉄芯を用いることもできる。

【0036】図18は、請求項8に記載した発明の実施形態を示す回路図である。この実施形態は、図10の実施形態を基本として、電動機301の中性点に代えて、三相電圧形インバータ203の各相出力端子に星形結線されたリアクトル304を接続し、その中性点を直流電源103の正極に接続したものである。この実施形態は、中性点を持たない交流負荷303にも適用でき、交流負荷303に零相電流を流すことなくインバータ203の構成の一部を2象限チョッパに共用することができる。なお、この実施形態も、図14、図15、図17の各実施形態において電動機301を除去した構成に適用可能である。

【0037】

【発明の効果】以上のように請求項1～6記載の発明によれば、従来のコンバータの1アームをインバータにより代用することができるから、単相-多相電力変換器や直流-多相変換器内の半導体スイッチング素子、逆並列ダイオード等の数を少なくし、しかも電力変換器の入力側のリアクトルを省略可能として回路構成の簡略化、装置の小型化、低コスト化を図ることができる。これにより、従来よりも小型かつ安価で高入力力率の電動機等の駆動装置を実現することができる。

【0038】また、請求項7、8記載の発明によれば、電動機の固定子鉄芯の有効利用並びに中性点を持たない交流負荷への適用が可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1に記載した発明の構成を示す概念図である。

【図2】請求項2に記載した発明の実施形態を示す回路図である。

【図3】図2の実施形態の正相分等価回路である。

10 【図4】図2の実施形態の零相分等価回路である。

【図5】図2の実施形態の制御回路図である。

【図6】図2の実施形態の制御回路図である。

【図7】請求項3に記載した発明の実施形態を示す回路図である。

【図8】請求項4に記載した発明の実施形態を示す回路図である。

【図9】請求項8に記載した発明の実施形態を示す回路図である。

20 【図10】請求項5に記載した発明の実施形態を示す回路図である。

【図11】図10の実施形態の零相分等価回路である。

【図12】図10の実施形態の制御回路図である。

【図13】図10の実施形態の制御回路図である。

【図14】請求項5に記載した発明の他の実施形態を示す回路図である。

【図15】請求項6に記載した発明の実施形態を示す回路図である。

【図16】図15の実施形態の制御回路図である。

30 【図17】請求項6に記載した発明の他の実施形態を示す回路図である。

【図18】請求項8に記載した発明の実施形態を示す回路図である。

【図19】従来技術を概念的に示した図である。

【図20】従来技術を示す回路図である。

【図21】従来技術を示す回路図である。

【図22】従来技術を示す回路図である。

【符号の説明】

150 零相電源装置

250 電力変換器

40 350 交流負荷回路

101 単相交流電源

103 直流電源

105, 106 全波整流回路

107 三相交流電源

202 平滑コンデンサ

203 三相電圧形インバータ

203' アーム

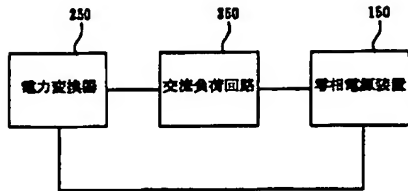
204～206 コンバータ

301 三相誘導電動機

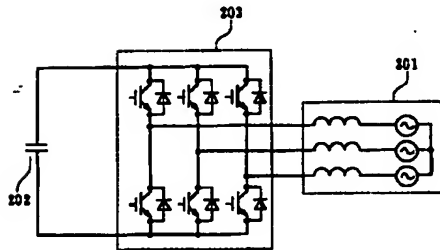
50 302, 304 リアクトル

303 交流負荷
401~403, 410 電流制御器
404 電圧制御器
405 掛算器

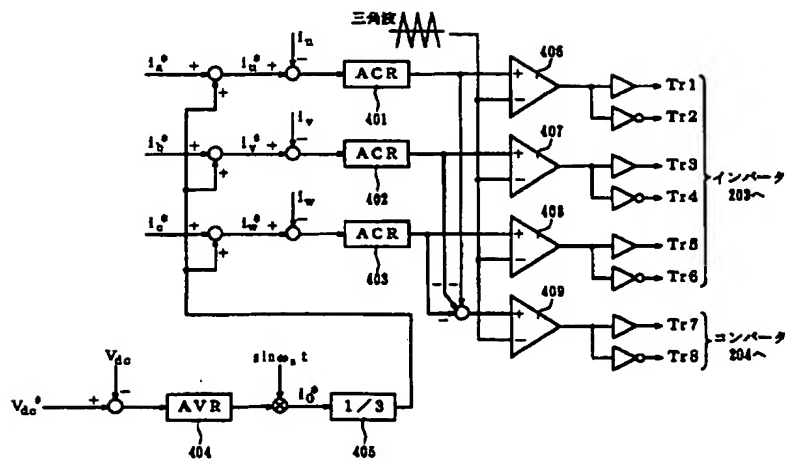
【図1】



【図3】

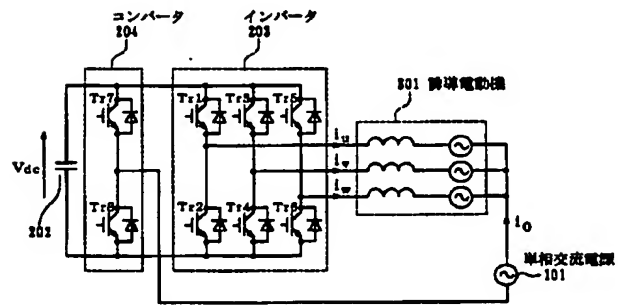


【図5】

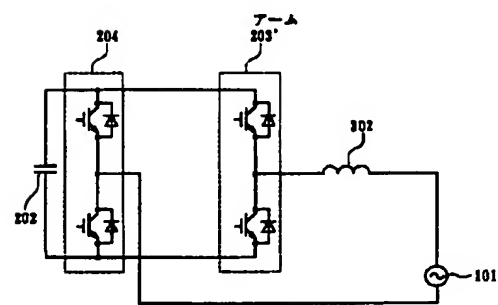


406~409 コンパレータ
Tr1~Tr8 自己消弧形半導体スイッチング素子
D1, D2 ダイオード
C1, C2 コンデンサ

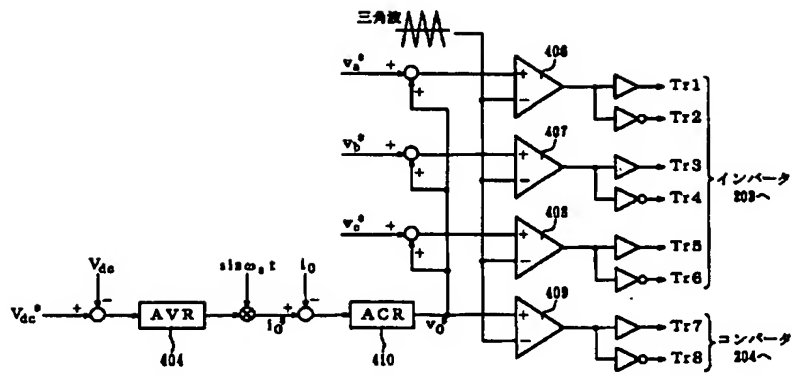
【図2】



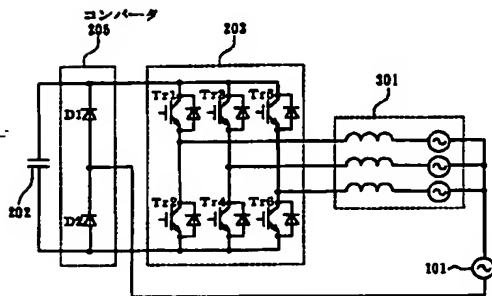
【図4】



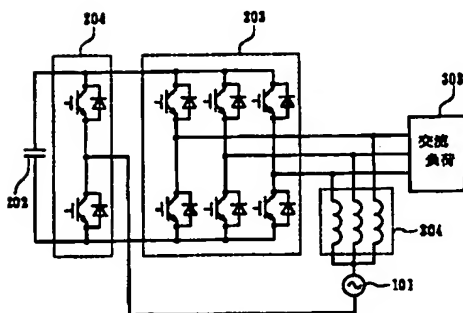
【図6】



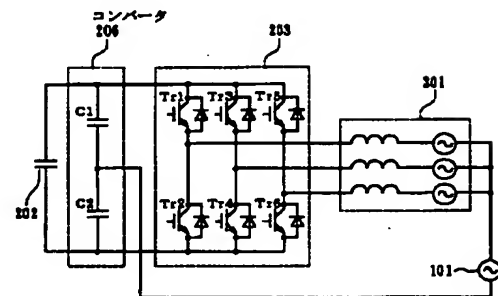
【図7】



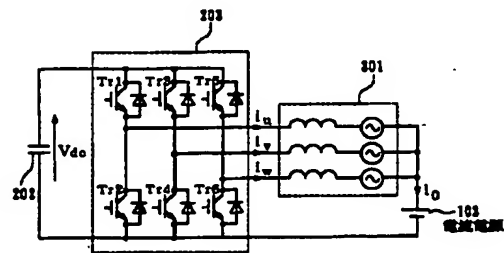
【図9】



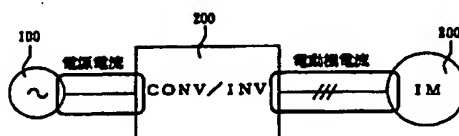
【図8】



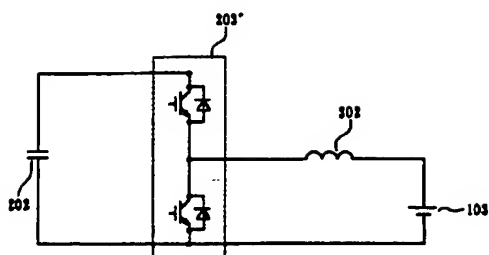
【図10】



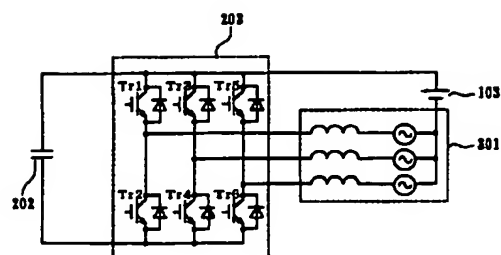
【図19】



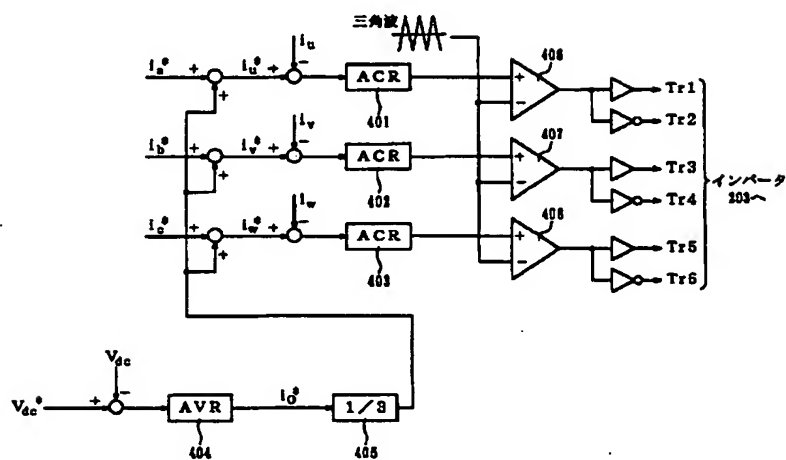
【図11】



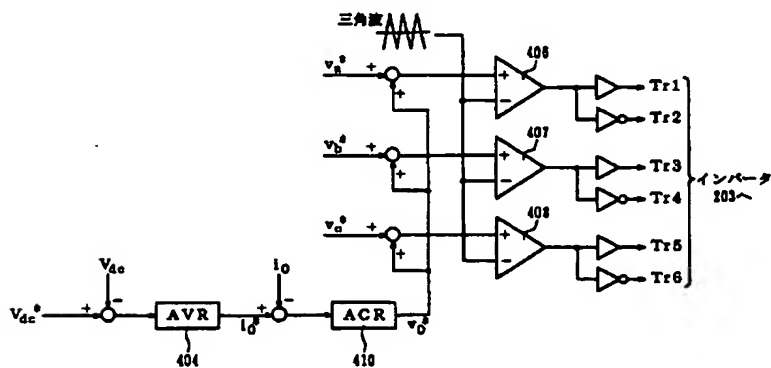
【図14】



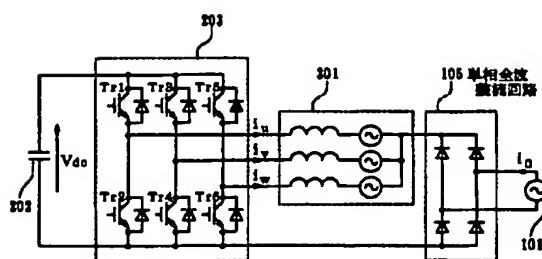
【図12】



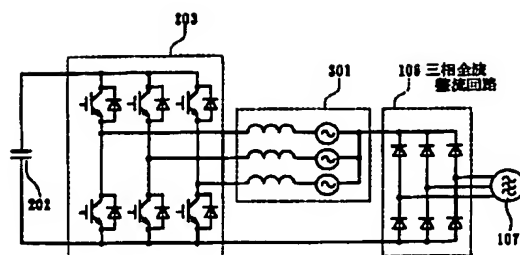
【図13】



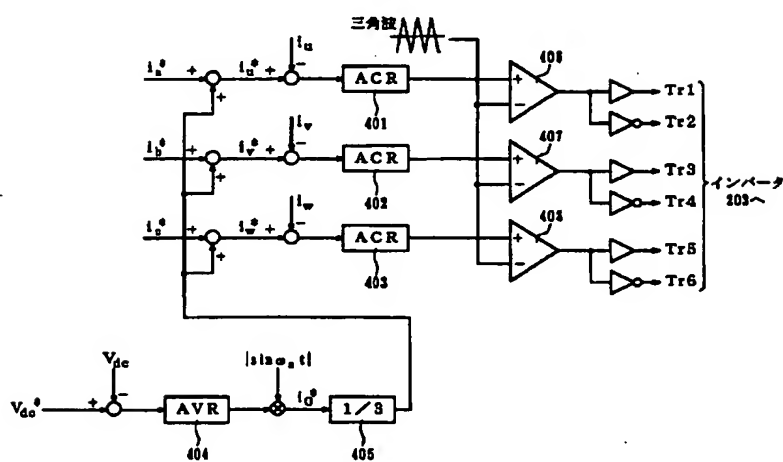
【図15】



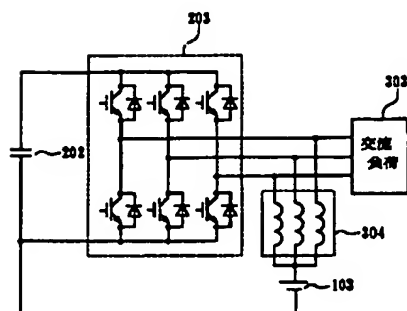
【図17】



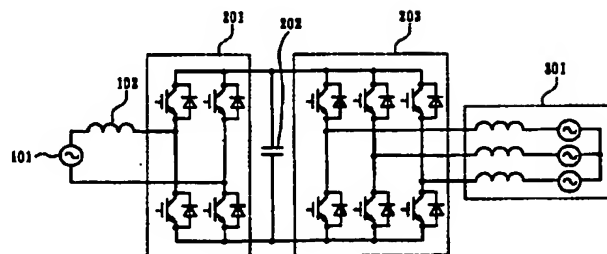
【図16】



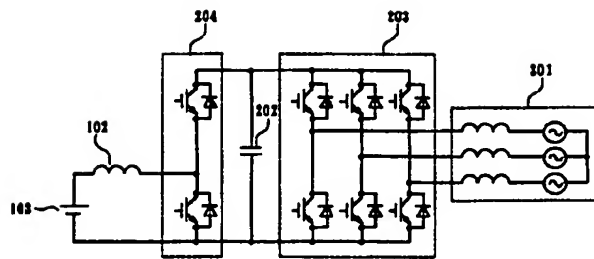
【図18】



【図20】



【図21】



【図22】

